

II.1. Introduction :

L'objectif de ce chapitre est de développer le modèle et la commande vectorielle de la machine à induction à cinq phases. Il sera question en premier lieu de présenter le modèle d'état de la machine dans le repère diphasé. Ensuite nous abordons la commande vectorielle classique en utilisant deux types de réglages classiques et par mode glissant. Dans la dernière partie nous allons étudier la commande vectorielle par l'injection d'harmonique trois.

II.2. Modélisation de la machine :

Il s'agit de modéliser une machine fictive équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de cinq phases identiques parcourues par des courants pentaphasée en se basant sur plusieurs hypothèses simplificatrices (machine triphasée équilibrée, linéarité du circuit magnétique, répartition sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer).

Dans notre étude et pour plus de simplicité, on va se baser sur l'approche développée dans le premier chapitre où les composantes $\alpha - \beta$ vont contribuer dans la production du flux et couple. Dans le cas de la machine à induction à cinq phases, la matrice de Clarke devient :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 2\alpha & \sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos \alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin \alpha & \sin 3\alpha \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Donc les équations de la machine à cinq phases dans un repère arbitraire (d-q) peut être écrit sous la forme suivante ;

$$\begin{cases} v_d^s = R_s i_d^s - \omega_s \Psi_q^s + p \Psi_d^s \\ v_q^s = R_s i_q^s + \omega_s \Psi_d^s + p \Psi_q^s \\ v_x^s = R_s i_x^s + p \Psi_x^s \\ v_y^s = R_s i_y^s + p \Psi_y^s \\ v_o^s = R_s i_o^s + p \Psi_o^s \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} v_d^r = R_r i_d^r - (\omega_s - \omega) \Psi_q^r + p \Psi_d^r = 0 \\ v_q^r = R_r i_q^r + (\omega_s - \omega) \Psi_d^r + p \Psi_q^r = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L} (\Psi_d^r i_q^s - \Psi_q^r i_d^s) \quad (\text{II. 4})$$

II.2.1. Modèle d'état de la machine :

Après le choix du référentiel, on doit choisir les variables d'état du système :

$$x = [i_d^s \quad i_q^s \quad i_x^s \quad i_y^s \quad \Psi_d^r \quad \Psi_q^r \quad \Omega_r]^T$$

$$u = [v_d^s \quad v_q^s \quad v_x^s \quad v_y^s]^T$$

$$y = [i_d^s \quad i_q^s \quad \Psi_d^s \quad \Psi_q^s]^T$$

Afin de commander la machine, on établit le modèle d'état par choix du vecteur d'état

$[i_d^s \quad i_q^s \quad i_x^s \quad i_y^s \quad \Psi_d^r \quad \Psi_q^r \quad \Omega_r]^T$ pour avoir le modèle suivant :

Avec :

$$\frac{dx}{dt} = A.x + B.u$$

$$y = C.x$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 0 & 0 & A_{15} & A_{16} \\ 0 & A_{11} & 0 & 0 & -A_{16} & A_{15} \\ 0 & 0 & -1/T_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/T_{ls} & 0 & 0 \\ L_m/T_r & 0 & 0 & 0 & -1/T_r & -\omega_r \\ 0 & L_m/T_r & 0 & 0 & \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/\sigma.L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma.L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_{ls} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma.L_s & 0 & 0 & 0 & L_m/L_r & 0 \\ 0 & \sigma.L_s & 0 & 0 & 0 & L_m/L_r \end{bmatrix}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r = p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_d^r i_q^s - \Psi_q^r i_d^s) - C_r - K_f \Omega_r \quad (\text{II. 4})$$

De sorte que :

$$A_{11} = -(1/(\sigma T_s) + (1-\sigma)/(\sigma T_r)) ; \quad A_{15} = (1-\sigma)/(\sigma L_m T_r) ; \quad A_{16} = \omega_r \cdot (1-\sigma)/(\sigma L_m)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} ; \quad T_{ls} = \frac{L_{ls}}{R_s}$$

Le de courant continu, s'il est correctement excit

II.3. Contrôle vectoriel de la machine asynchrone :

II.3.1. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque :

Nous préférons cette fois de travailler avec un modèle dans le repère de Park lié au champ tournant (d-q). Les équations du modèle du moteur exprimé dans le repère lié au champ tournant sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rq} \omega_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \omega_r + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{di_{sx}}{dt} = - \frac{1}{T_{ls}} i_{sx} + \frac{1}{L_{ls}} V_{sx} \\ \frac{di_{sy}}{dt} = - \frac{1}{T_{ls}} i_{sy} + \frac{1}{L_{ls}} V_{sy} \\ \frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rq} \\ \frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p L_m}{L_r J} (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ Cem = \frac{p L_m}{L_r} (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}) \end{array} \right. \quad (II. 6)$$

$$\text{Ou : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (II. 1)$$

II.3.2. Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchrones :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur

commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [14].

Pour réaliser ce découplage, on oriente le système axes d-q de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

De sorte que :

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \Psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

D'où l'appellation commande à orientation de flux rotorique :

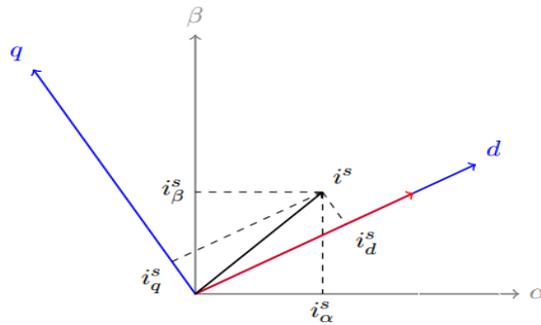


Figure II. 1: Orientation du flux rotorique

En imposant, $\phi_{rq} = 0$ les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\ \frac{di_{sx}}{dt} = - \frac{1}{T_{ls}} i_{sx} + \frac{1}{L_{ls}} V_{sx} \\ \frac{di_{sy}}{dt} = - \frac{1}{T_{ls}} i_{sy} + \frac{1}{L_{ls}} V_{sy} \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - F \omega_r - C_r \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} i_{sq} \Psi_r \end{array} \right. \quad (\text{II. 9})$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte [14] :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

En ce qui concerne notre travail, on va se limiter seulement à la commande vectorielle indirecte

II.3.3. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) :

Dans ce type de commande, l'angle θ_s est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \theta + \theta_r = \int (p\Omega + \omega_r) dt$$

Ou
$$\omega_r = \frac{L_m i_q^s}{T_r \psi_r}$$

Les équations du modèle découplé de la MAS après orientation du flux rotorique sont :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_q^s \quad (\text{II. 10})$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_d^s \quad (\text{II. 11})$$

$$\omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r \psi_r} i_q^s \quad (\text{II. 12})$$

La figure (3.2) présente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

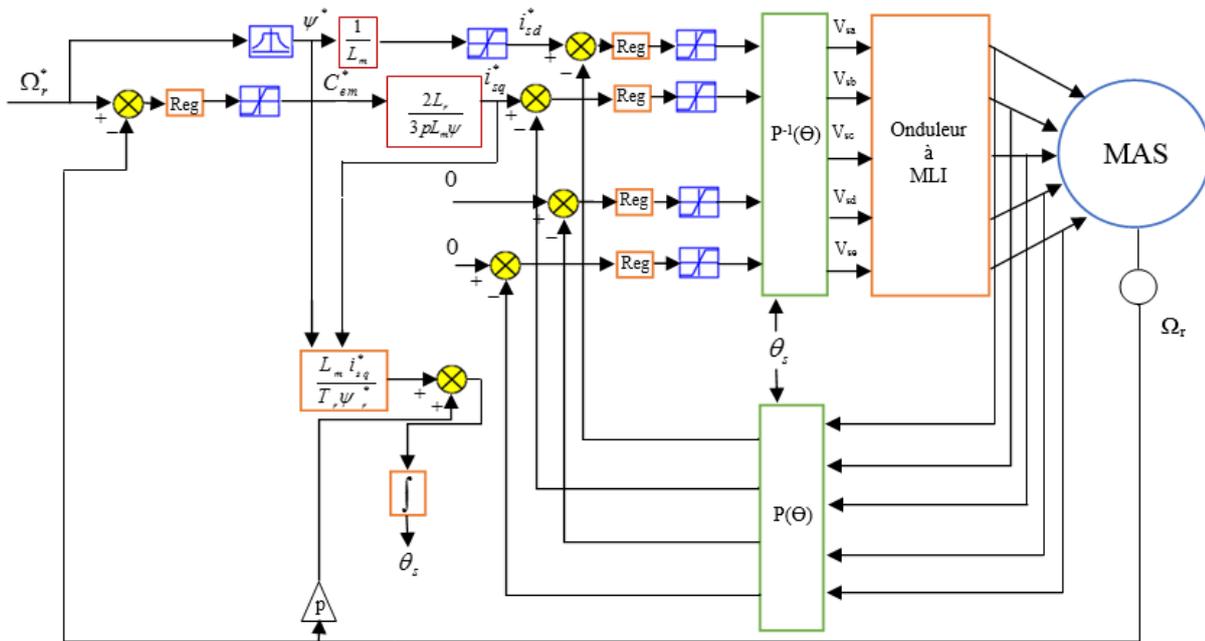


Figure .II. 1: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, ceux des courants $i_{sd}, i_{sq}, i_{sx}, i_{sy}$, le bloc de dé fluxage, celui du calcul de θ_s et les transformations directes et inverses.

Le moteur est alimenté à travers un onduleur pentaphasée à deux niveaux commandé par une stratégie dite Mli vectorielle.

Le bloc de dé fluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de dé fluxage s'écrivent comme suit :

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_{rN} & si |\Omega_r| \leq \Omega_{rN} \\ \frac{\Omega_{rN}}{|\Omega_r|} \psi_{rN} & si |\Omega_r| \geq \Omega_{rN} \end{cases}$$

II.3.4. Calcul des régulateurs :

II.3.4.1. Bloc de découplage :

Un des problèmes est le découplage entre le flux et le couple qui complique la synthèse d'un correcteur. Afin de simplifier cette étape de synthèse, on réalise un découplage des deux axes en quadrature d et q ce qui permet ainsi d'obtenir un modèle linéaire découplé.

Les équations du modèle du moteur exprimées dans le repère lié au champ tournant en appliquant la transformation de Laplace sont :

$$\begin{cases} U_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_r \\ U_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + S \cdot T_r} I_{sd} \quad (\text{II. 14})$$

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \psi_r} I_{sq} \quad (\text{II. 15})$$

Les termes de découplage sont :

$$\begin{cases} \hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_r \\ \hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure (3.3)

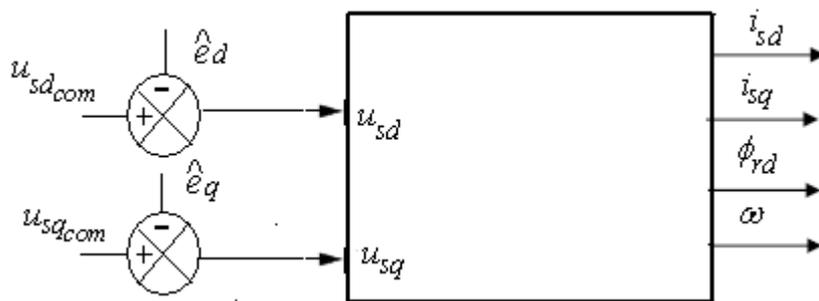


Figure .II. 2: Découplage par addition des termes de compensation

II.3.4.2. Régulation des courants :

Les fonctions de transfert $\frac{I_{sd}}{U_{sd}}$ et $\frac{I_{sq}}{U_{sq}}$ sont identiques. Nous proposons d'adopter pour chacune des

boucles de courant un régulateur de type proportionnel- intégrateur (PI).

Les paramètres des correcteurs sont calculés par la méthode de compensation de telle sorte à accélérer le temps de réponse de la boucle fermée par rapport à la boucle ouverte.

La figure (3.4) présente le schéma bloc de la boucle de I_{sq} et est identique pour la boucle de I_{sd} .

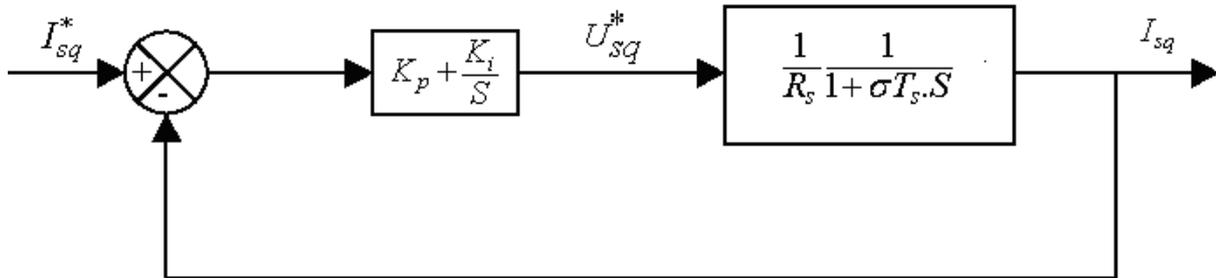


Figure .II. 3: bloc de réglage de après découplage

Pour déterminer les paramètres K_p et K_i , il suffit de calculer la fonction de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée en posant la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$\tau_{bf} = \frac{\tau_{bo}}{n} \quad (II. 17)$$

Avec $\tau_{bo} = \sigma T_s$ et n permet de fixer la rapidité.

Les paramètres de régulateurs deviennent :

$$\begin{cases} K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (II. 18)$$

II.3.4.3. Régulation de la vitesse :

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP). La figure (II.4) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

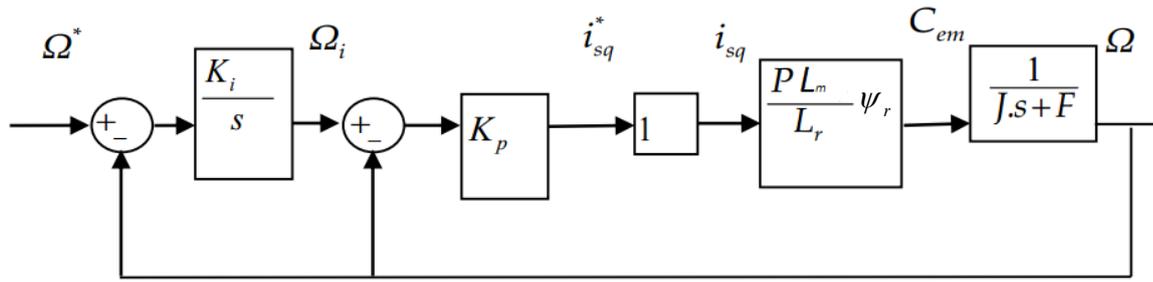


Figure .II.4: bloc de réglage de la vitesse de rotation

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2^{ème} ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + f/J)S + K_i K_p K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (\text{II. 19})$$

Ou $K_{cem} = pL_m^2 I_{sd}^* / L_r$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_p K_{cem} + f/J \\ \omega_n^2 = K_p K_i K_{cem} \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres K_p et K_i qui sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - f/J) / K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2 / (K_p K_{cem}) \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

II.3.5. Résultats de simulation :

Les simulations sont effectuées sous l'environnement Simulink/Matlab.

Les paramètres de la machine utilisée dans la simulation sont présentés dans l'annexe.

Pour la représentation performance de la commande vectorielle classique avec réglage de vitesse, nous avons effectué un assai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 100 rad/sec à t=0, à t=3, un couple nominal est appliqué la machine $C_r = C_n$.

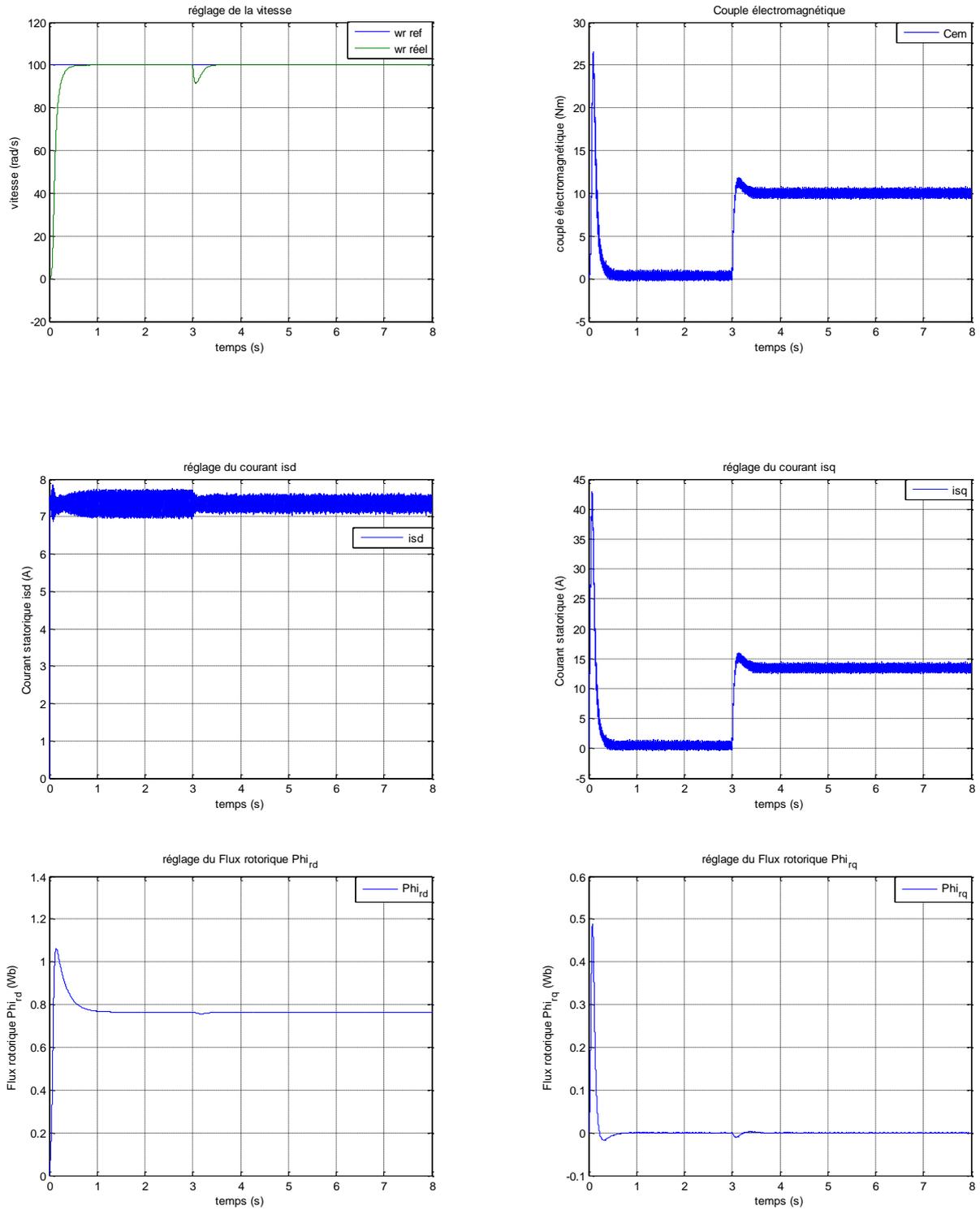


Figure .II. 5: Résultats de Simulation de la Commande Vectorielle Directe

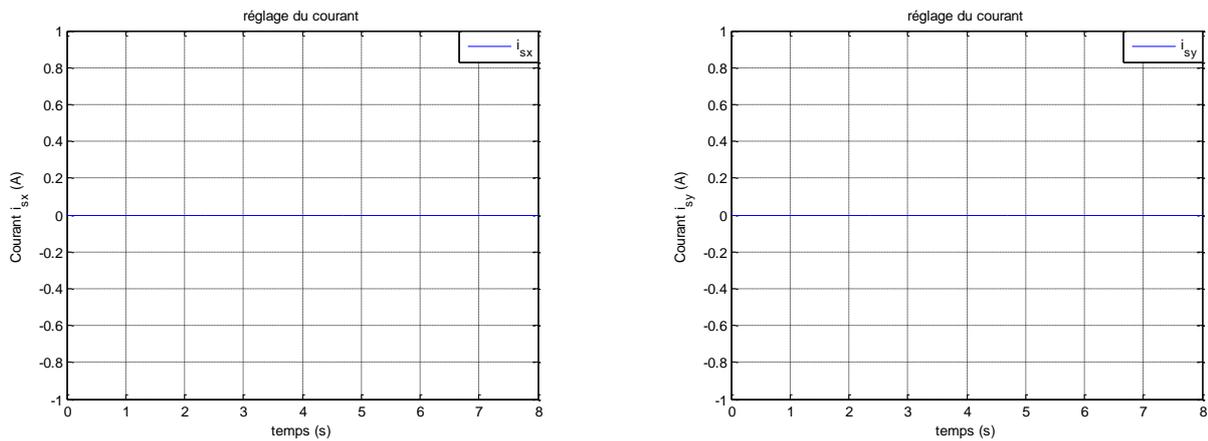


Figure .II. 6: Résultats de Simulation de la Commande Vectorielle Directe

II.3.6. Interprétation des résultats :

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur. Flux ψ_{rd} est nul ainsi que le couple à l'image du courant I_{sq} ce qui montre que le découplage est bien réalisé. Dees l'application de couple de charge la vitesse retrouve sa référence avec un temps de réponse acceptable.

II.4. Commande vectorielle de la machine à induction à cinq phases par injection de courant statorique harmonique trois :

Le principe de l'injection harmonique de courant de stator plus élevé est également applicable à tous les types de machines multiphasée. La raison d'utiliser une telle technique a pour objet de renforcer le couple électromagnétique par l'injection d'harmoniques des courant [16].

L'amélioration du couple du moteur par une injection de courant de stator plus élevée nécessite que le champ magnétique établi par l'interaction de l'harmonique du courant injecté et l'harmonique de la force magnétique spatial correspondante tourne à la vitesse synchrone de l'harmonique fondamentale [7]

Puisque les phases de la machine contiennent des courants harmoniques adéquats à notre machine, la transformation de Clark doit être changée [7] [16] :

$$[T_s] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 3\alpha) & \cos(\theta - 4\alpha) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 3\alpha) & -\sin(\theta - 4\alpha) \\ \cos(3\theta_3) & \cos(3\theta_3 - 3\alpha) & \cos(3\theta_3 - \alpha) & \cos(3\theta_3 - 4\alpha) & \cos(3\theta_3 - 2\alpha) \\ -\sin(3\theta_3) & -\sin(3\theta_3 - 3\alpha) & -\sin(3\theta_3 - \alpha) & -\sin(3\theta_3 - 4\alpha) & -\sin(3\theta_3 - 2\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

Avec : $\alpha = \frac{2\pi}{5}$

En outre certains paramètres doivent être introduits [16]. Ce qui concerne les équations, rien ne change pour les équations d-q. Cependant, les équations x-y vont être remplacées par d'autres variables d3-q3 pour faire référence à l'injection de l'harmonique trois

Donc les équations de la machine dans le repère d-q peuvent être écrites comme suit

$$\begin{cases} v_d^s = R_s i_d^s - \omega_s \Psi_q^s + p \Psi_d^s \\ v_q^s = R_s i_q^s + \omega_s \Psi_d^s + p \Psi_q^s \\ v_d^r = R_r i_d^r - (\omega_s - \omega) \Psi_q^r + p \Psi_d^r = 0 \\ v_q^r = R_r i_q^r + (\omega_s - \omega) \Psi_d^r + p \Psi_q^r = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 23})$$

$$\begin{cases} \Psi_d^s = (L_{ls} + L_m) i_d^s + L_m i_d^r \\ \Psi_q^s = (L_{ls} + L_m) i_q^s + L_m i_q^r \\ \Psi_d^r = (L_{lr} + L_m) i_d^r + L_m i_d^s \\ \Psi_q^r = (L_{lr} + L_m) i_q^r + L_m i_q^s \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

Modèle de machine dans le plan vectoriel d3-q3 :

$$\begin{cases} v_{d3}^s = R_s i_{d3}^s - 3\omega_{s3} \Psi_{q3}^s + p \Psi_{d3}^s \\ v_{q3}^s = R_s i_{q3}^s + 3\omega_{s3} \Psi_{d3}^s + p \Psi_{q3}^s \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

$$\begin{cases} v_{d3}^r = R_{r3} i_{d3}^r - 3(\omega_{s3} - \omega) \Psi_{q3}^r + p \Psi_{d3}^r = 0 \\ v_{q3}^r = R_{r3} i_{q3}^r + 3(\omega_{s3} - \omega) \Psi_{d3}^r + p \Psi_{q3}^r = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

$$\begin{cases} \Psi_{d3}^s = (L_{ls} + L_{m3})i_{d3}^s + L_{m3}i_{d3}^r \\ \Psi_{d3}^r = (L_{lr} + L_{m3})i_{d3}^r + L_{m3}i_{d3}^s \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

R_s et L_{ls} sont la résistance du stator et la fuite du stator inductance. $R_{r(3)}$ et $L_{lr(3)}$ sont la résistance du rotor référencée par le stator

Et l'inductance de fuite du rotor. $L_{m(3)}$ est l'inductance magnétisante. Le numéro de sous-titre indique le vecteur associé avion.

Le couple électromagnétique est donné comme suit :

$$C_{emt} = C_{em} + C_{em3} \begin{cases} C_{em} = \frac{pL_m}{2} (i_q^s i_d^r - i_d^s i_q^r) \\ C_{em3} = \frac{pL_{m3}}{2} (i_{q3}^s i_{d3}^r - i_{d3}^s i_{q3}^r) \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

$$C_{emt} = \frac{p}{2} [L_m (i_q^s i_d^r - i_d^s i_q^r) + 3L_{m3} (i_{q3}^s i_{d3}^r - i_{d3}^s i_{q3}^r)] \quad (\text{II. 29})$$

Compte tenu des modifications faites dans le modèle la nouvelle configuration de la commande vectorielle est illustrée dans la Figure .II. 7. Elle ressemble à une superposition de deux commandes vectorielles classiques

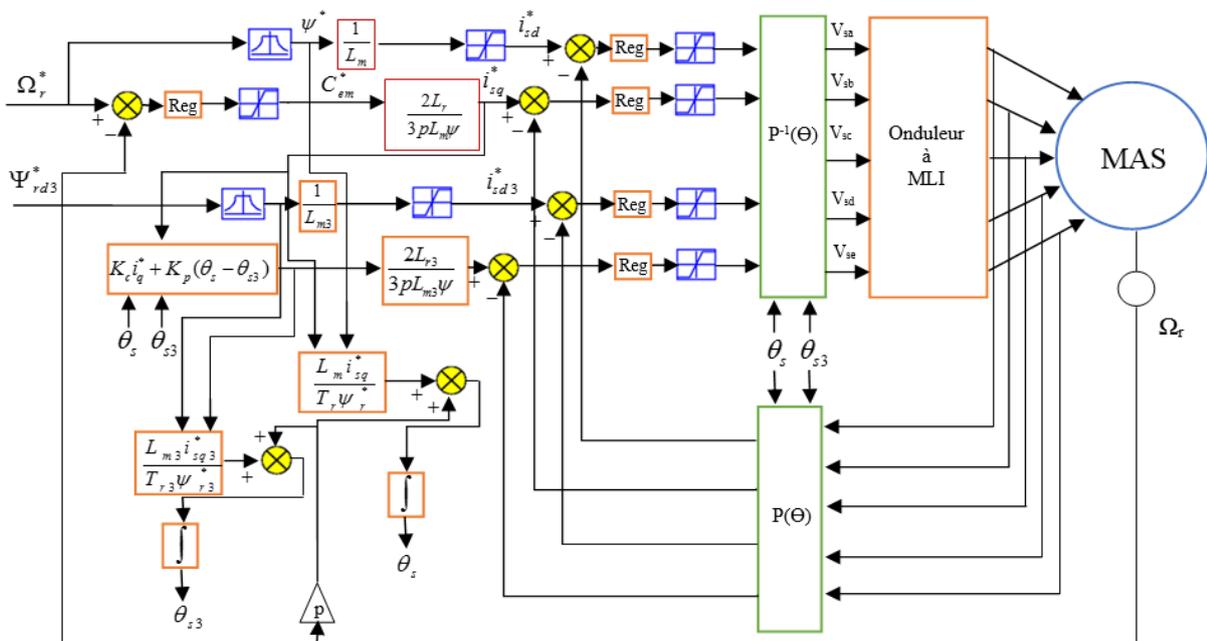


Figure .II. 7: Régulation de vitesse par Commande vectorielle de la machine à induction à cinq phases par injection de courant statorique harmonique trois

Remarque : La différence de valeur entre R_r et $R_{r,3}$, ainsi que la différence entre L_{lr} et $L_{lr,3}$, doit être reconnue. Ces différences sont déterminées par des tests d'identification paramétriques comme sont montrés dans [17].

II.4.1. Résultats de simulation :

Les simulations sont effectuées sous l'environnement Simulink/Matlab.

Les paramètres de la machine utilisée dans la simulation sont présentés dans l'annexe.

Pour la représentation performance de la commande vectorielle classique avec réglage de vitesse, nous avons effectué un assai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 100 rad/sec à $t=0$, à $t=3$, un couple nominal est appliqué la machine $C_r=C_n$.

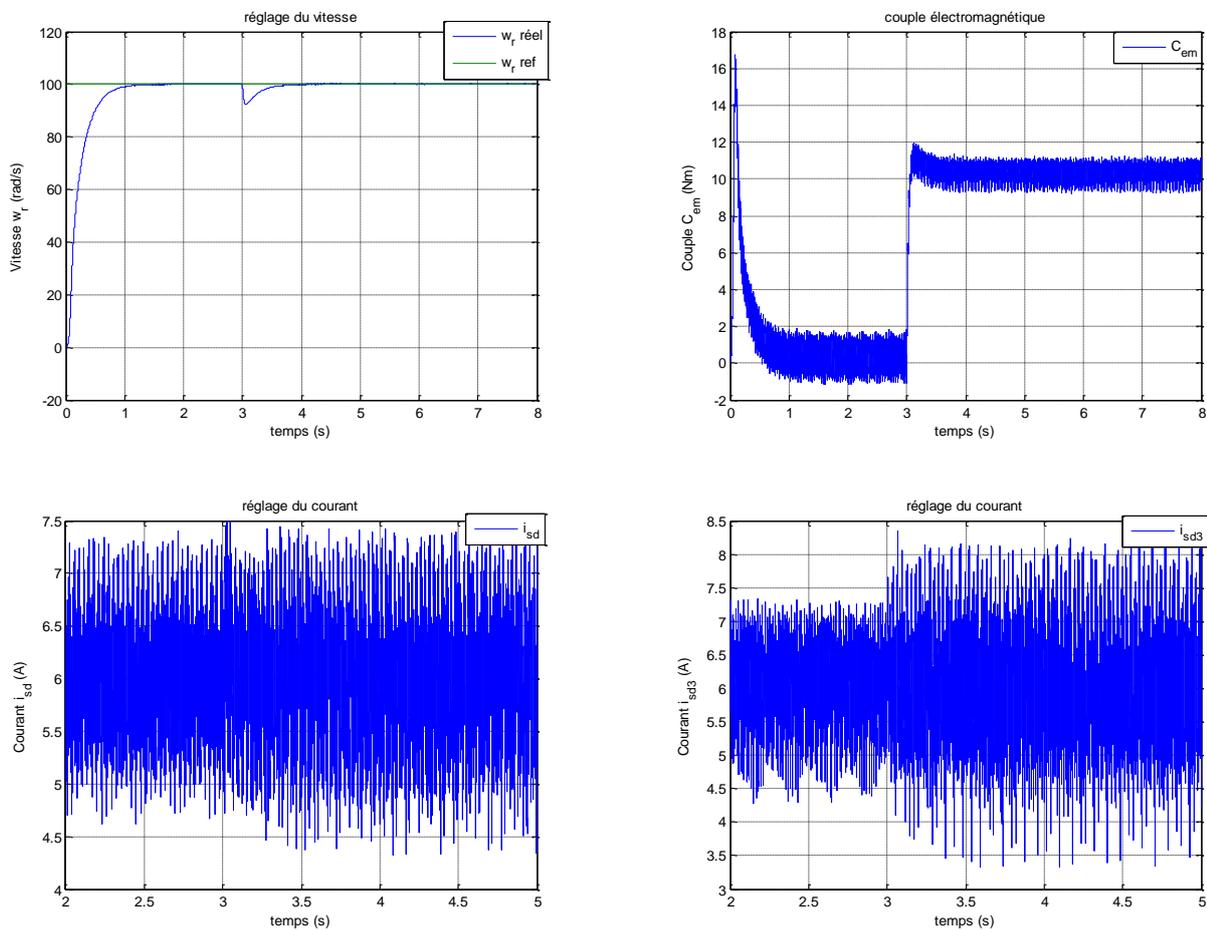


Figure .II. 8: Résultats de Simulation de la Commande vectorielle de la machine à induction à cinq phases par injection de courant statorique harmonique trois

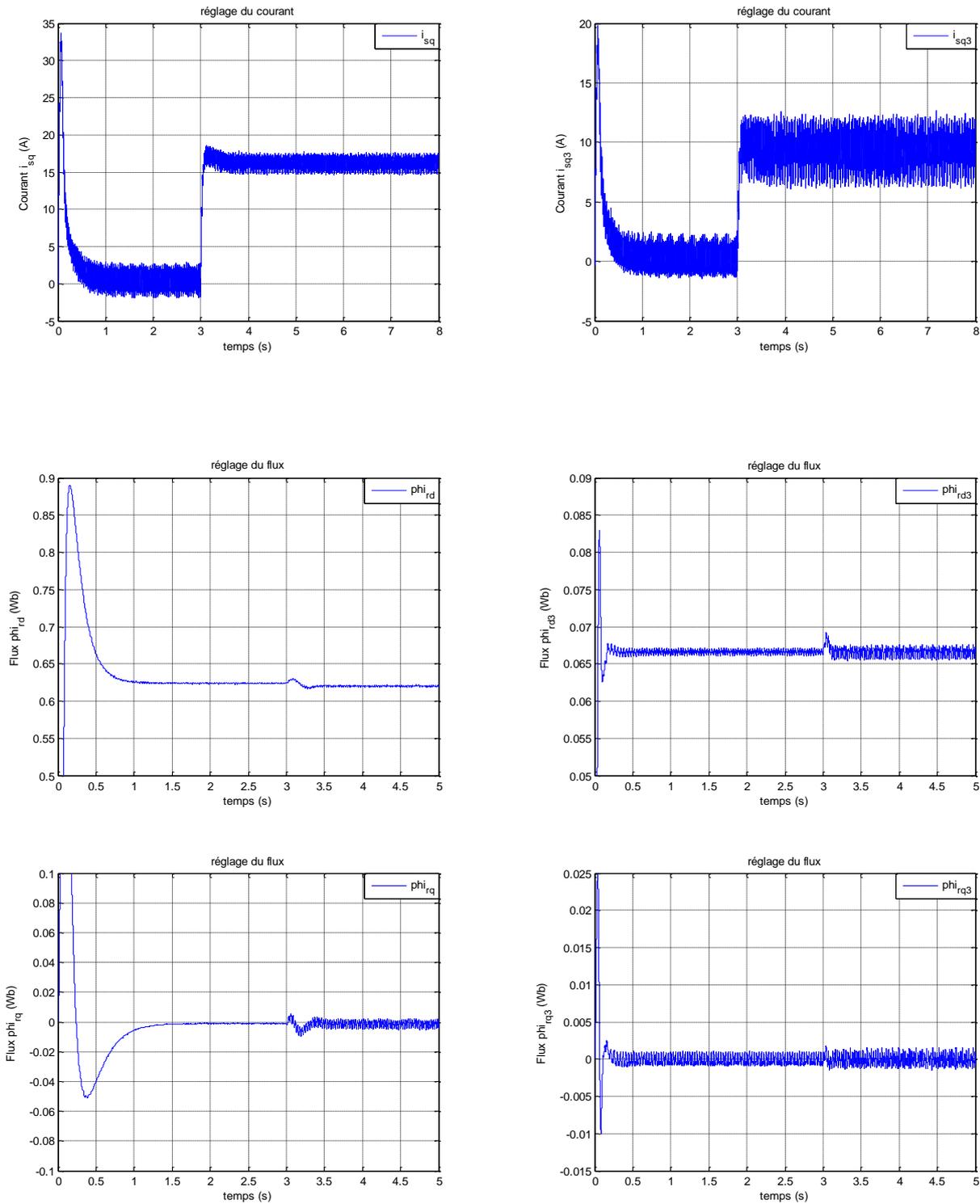


Figure .II. 9: Résultats de Simulation de la Commande vectorielle de la machine à induction à cinq phases par injection de courant statorique harmonique trois

II.4.2. Interprétation des résultats :

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur. Flux ψ_{rd} et ψ_{rd3} sont nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé. On constate que les courants dq et les dq3 suivent leurs références ce qui montre que les régulateurs sont bien synthétisés.

II.5. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle classique de la machine à induction pentaphasée ou on a commencé à expliquer son principe puis sa structure globale. Ensuite nous avons présenté un deuxième type de commande vectorielle, où on s'intéresse à l'injection du courant harmonique trois. Les résultats de simulation ont montré la validité des deux approches.